

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

WEST**End of Result Set**

Generate Collection

Print

L6: Entry 1 of 1

File: JPAB

Sep 7, 1992

PUB-NO: JP404251592A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 04251592 A

TITLE: CONTROLLER OF WHEEL DRIVING MOTOR FOR ELECTRIC VEHICLE

PUBN-DATE: September 7, 1992

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

OTAKE, SHINICHI

MATSUI, NOBUYUKI

KAWAMOTO, MUTSUMI

IWAMI, TAKAHIRO

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

AISIN AW CO LTD

APPL-NO: JP02416881

APPL-DATE: December 28, 1990

INT-CL (IPC): H02P 6/02; B60L 15/20

ABSTRACT:

PURPOSE: To output a current command having a voltage pattern corresponding to the operational command for a motor vehicle by predicting the pole position so that a voltage difference, which appears when there is a difference between an actual pole position and a pole position of motor calculated based on a rotational speed, may be eliminated.

CONSTITUTION: DC currents, based on a voltage Vdc from a power supply 7, are outputted, as U, V, W phase currents, through each wheel driving motor control circuit 1. Each of U, V, W phase voltages is detected through an induced voltage measuring circuit 10. The induced voltage measuring circuit 10 corrects the pole position of a motor 9 based on these voltages and delivers a detection signal to a high speed operating processor, i.e., a DSP(digital signal processor) 3. Relationship between a position error and voltage is derived for a case where the pole position assumed in the DSP 3 is different from an actual pole position, and then prediction of pole position is repeated so that the position error converges to zero.

COPYRIGHT: (C)1992,JPO&Japio

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-251592

(43) 公開日 平成4年(1992)9月7日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 2 P 6/02

B 6 0 L 15/20

識別記号

3 7 1 S

L

片内整理番号

8527-5H

8835-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数1(全15頁)

(21) 出願番号 特願平2-416881

(22) 出願日 平成2年(1990)12月28日

(71) 出願人 000100768

アイシン・エイ・ダブリュ株式会社

愛知県安城市藤井町高根10番地

(72) 発明者 大竹 新一

愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシ

ン・エイ・ダブリュ株式会社内

(72) 発明者 松井 信行

愛知県春日井市押沢台7-12-3

(72) 発明者 川本 睦

愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシ

ン・エイ・ダブリュ株式会社内

(74) 代理人 弁理士 松永 孝義 (外1名)

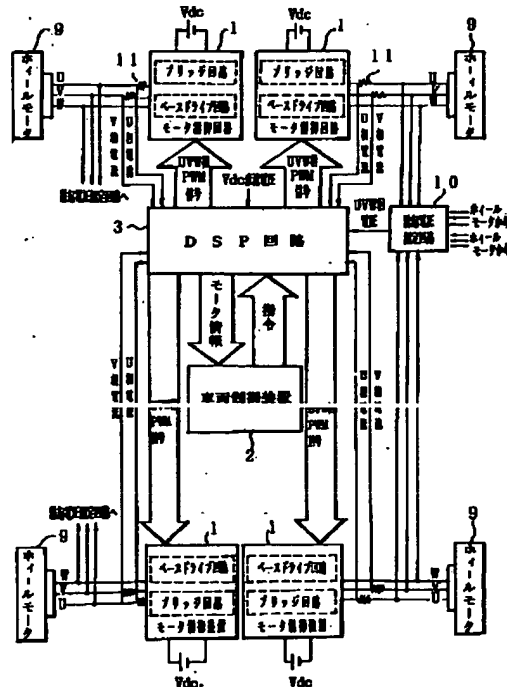
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動車両の車輪駆動用モータの制御装置

(57) 【要約】

【目的】 磁極位置検出器を用いないブラシレスDCモータを用いる電気自動車用の駆動用モータを提供すること。

【構成】 各車輪駆動用モータに出力される電流に基づきモータの回転速度を求め、該回転速度に基づいて算出される磁極位置の推定を行うことで電動車両の運転指令に応じた電圧パターンを持つ電流指令値を出力する車輪駆動用モータ出力制御手段を備えた電動車両の車輪駆動用モータ制御装置。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 動力用電源からの直流電圧を多相電流として各車輪の駆動用モータに出力するブラシレスDCモータを使用する電動車両の車輪駆動用モータ制御装置において、各車輪駆動用モータに出力される電流に基づきモータの回転速度を求め、該回転速度に基づいて算出される前記モータの磁極位置と実際の磁極位置との間に偏差がある場合に生じる電圧偏差を無くすように磁極位置の推定を行うことで電動車両の運転指令に応じた電圧パターンを持つ電流指令値を出力する車輪駆動用モータ出力制御手段を備えたことを特徴とする電動車両の車輪駆動用モータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は電動車両に関し、特に駆動用モータの回転子位置センサなしで電動車両駆動用モータを制御するモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来電動車両の車輪駆動用ホイールモータ（以下、単にモータということがある。）としてブラシレスDCモータを使用する場合、モータの回転子である磁極の絶対位置を検出し、その磁極位置に対してどのような電流を流せばよいかという電流指令値と、実際に流れている電流を比較しアナログ的に制御している。磁極位置検出器としてレゾルバやアブソリュートエンコーダが用いられている。

【0003】 図24にレゾルバ回路を用いた電動車両のモータ制御部の構成図を示す。図24に示すように前記モータ制御部は車両制御装置（図示せず）からのモータ制御指令によりモータに供給する電流波形を制御するモータ駆動電流波形制御手段23および前記モータ制御に必要なモータ状態情報を検出する手段24とから構成されている。ここで、モータ駆動電流波形制御手段23は制御回路230、ベースドライブ回路231、ブリッジ回路232から構成されている。また上記検出手段24は電流センサ240、レゾルバ241、レゾルバ回路242により構成されている。制御回路230はモータ制御指令信号に応じた要求駆動電流と、電流センサ240からのUV相電流との偏差からUVW相のパルス幅変調（PWM）信号をベースドライブ回路231に出力する。ここで、モータ制御指令信号はアクセル開度に応じたトルクを発生させるための電流指令、前後進信号に応じた回転方向指令、ブレーキ踏込量に応じた回生指令およびモータを駆動させる運転指令等である。また、モータ制御に必要な状態情報として、車両制御装置が必要とする情報が制御回路から出力される。例えば、磁極の回転位置、ブリッジ回路232のトランジスタ温度、モータ制御部の立上がり完了を知らせる運転許可等である。

【0004】 レゾルバ回路242は、レゾルバ241で検出されたモータの動作状態を表すレゾルバ信号を処理

し磁極位置信号を制御回路230に出力する。すなわち、レゾルバ241はレゾルバ回路242から電流を流して励磁され、モータ22の磁極との間の磁気的変化を検出して電気信号に変換してレゾルバ信号を発生する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 電動車両の駆動用のモータとして、ブラシレスDCモータを使用すると、位置検出器が必要であるが、位置検出器は車輪駆動軸の軸長を伸ばしモータを小型化することができない。また、前記レゾルバやアブソリュートエンコーダは高価であり、振動、温度等の環境因子に影響されやすい欠点もある。さらに、車両用とするとモータ制御装置とモータ本体は別々の場所に置かなくてはならず、信号線が長くなり、ノイズに弱くなったり等の悪い影響がでてくる。電動車両ではブリッジ回路が高電圧・高周波数で駆動しており、大きなノイズ源である。また、信号線は断線するおそれもある。さらに、上記位置検出器はアナログ制御なので高度な制御ができない欠点もある。

【0006】 そこで、本発明の目的は磁極位置検出器を用いないブラシレスDCモータを用いる電動車両用の車輪駆動用モータを提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】 本発明の上記目的は次の構成で達成される。すなわち、動力用電源からの直流電圧を多相電流として各車輪の駆動用モータに出力するブラシレスDCモータを使用する電動車両の車輪駆動用モータ制御装置において、各車輪駆動用モータに出力される電流に基づきモータの回転速度を求め、該回転速度に基づいて算出される前記モータの磁極位置と実際の磁極位置との間に偏差がある場合に生じる電圧偏差を無くすように磁極位置の推定を行うことで電動車両の運転指令に応じた電圧パターンを持つ電流指令値を出力する車輪駆動用モータ出力制御手段を備えたことを特徴とする電動車両の車輪駆動用モータ制御装置である。

【0008】

【作用および発明の効果】 本発明によると磁極位置検出器を用いないで磁極の回転による誘起電圧を測定することで、磁極位置の推定と車輪駆動用モータの速度調整を行う。すなわち、始動時のモータの磁極位置を推定して、その磁極位置推定値にあったパターンの電圧を各相に出力する。また、モータの回転が始まると、車輪駆動用モータ出力制御手段を用いて磁極位置の推定値に実際の磁極があると仮定して、回転中のモータの磁極位置の変化率（磁極の回転速度）を求め、その磁極位置の推定値と実位置との偏差で生じる誘起電圧がゼロになるように、磁極位置の推定値を修正する。その結果得られた磁極の回転速度と速度指令値との偏差に相当する電流指令値を出力してモータの制御を行う。その磁極位置は車輪駆動用モータ出力制御手段のメモリに記憶しておくことができる。

【0009】こうして本発明は電動車両のブラシレスDCモータを使用した駆動用のモータとして、センサレス制御により、モータを小型化することができ、振動、温度等の環境要因に対して耐性のあるブラシレスDCモータの利点を生かすことができる。さらに、センサレス制御が可能であるので、車輪駆動用モータ制御装置とモータ本体との間には動力源のみが介在するだけなので、ノイズや信号線の断線あるいはセンサ自体の故障のおそれはない。

【0010】

【実施例】本発明の実施例を図面と共に説明する。

【0011】本実施例の電動車両の制御ブロック図を図1に示す。動力用電源7からの電圧Vdcによる直流電流は各車輪駆動用モータ制御回路1を介してUVW相電流として出力される。モータ制御回路1は車両制御装置（メインコンピュータ）2からのモータ制御指令により、後述するDSP回路3を経由して出力されるUVW相のパルス幅変調（PWM）信号に基づき制御される。なお、モータ制御回路1には図2に示すように周知のベースドライブ回路5とブリッジ回路6とがあり、ベース

ドライブ回路5はUVW相PWM信号を基にブリッジ回路6の各トランジスタのコレクタ電流、通流時間を制御するトランジスタ駆動信号を出力する。

【0012】また、図2に示すようにブリッジ回路5はDC動力電源7に直列接続された各相ごとに一對のトランジスタを設け、各相の一方のトランジスタのエミッタと他方のトランジスタのコレクタを接続し、この接続点から各相の電流を取り出し、この3相電流を例えば定格AC40V、120Aのホイール用のDCブラシレスモータ9に供給する。各トランジスタのベースはベースドライブ回路6に接続され、トランジスタ駆動電流がベース電流として供給され、トランジスタの導通が制御される。この一對のトランジスタを制御することにより、相電流の大きさと幅を変化させることができる。図1に示すようにイグニッションオフ時に各モータで発生するUVW各相の電圧は誘起電圧測定回路10で検出される。この電圧に基づき誘起電圧測定回路10はモータ9の磁極（図示せず。）の位置を補正するため、この検出信号をDSP回路3に出力する。

【0013】なお、図1において電流センサ11によるU相、V相電流と車両制御装置2からの要求駆動電流と

の偏差からDSP回路3はUVW相のPWM信号をモータ制御回路1に出力する。また、モータ駆動用直流電圧VdcはUVW各相電圧の演算のためにDSP回路3に出力される。

【0014】図2には各車輪のモータ制御部の構成図を示しているが、図24に示すモータ制御部におけるモータ制御部との相違点は図24に示すモータ状態情報検出手段24の磁極位置検出用のレゾルバ241、レゾルバ回路242と制御回路230に代えて、誘起電圧測定回路10とDSP回路3が用いられていることである。電源回路13では、動力（DC）電源7から供給される直流を安定化して定電圧のブリッジ駆動電源と各回路の動作電流を供給する制御電源が作られる。

【0015】次に、特に信号処理に向けた高速の演算プロセッサであるDSP（デジタルシグナルプロセッサ）回路3を用いる位置検出器を持たないブラシレスDCモータ9のセンサレス制御の概略を述べる。

【0016】この方法はDSP回路3内で仮定した磁極位置が実際の磁極位置と相違する場合の位置誤差と電圧との関係を導き、それにより位置誤差を零に収束させるように磁極位置の推定を繰り返すことで制御を行うものである。

【0017】このとき、計算の簡単化のために図3に示すブラシレスDCモータ9の解析モデルを用いる。ここで、永久磁石からなる磁極は永久磁石が発生する磁界と同じ磁界を仮想的に電磁石で発生させるときに必要な直流電流で励磁（一定直流励磁）される励磁巻線によって表現している。また、図中のd-q軸は実際の磁極位置に対応する直交座標軸であり、 γ - δ 軸は仮定した磁極の回転軸に対する直交座標軸である（d-q軸は実際の磁極位置に対応した磁極に固定した座標軸であり、仮定した磁極位置が実際の磁極位置に一致していれば、 γ - δ 軸はd-q軸と重なって一致する。）。また、 $d\theta/dt$ 、 $d\theta_c/dt$ は数式（5）で与えられるよう、それぞれd-q軸および γ - δ 軸の回転速度を示し、 $\Delta\theta$ は両座標軸のずれ角、すなわち位置偏差を示す。このモデルの3相上の電圧方程式は、相順等を図3のように定めると数式（1）の形で示される。

【0018】

【数1】

$$\begin{bmatrix} V_f \\ V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rf + pL_f & -pM_s \cdot \cos \theta \\ -pM_s \cdot \cos \theta & Ra + pLa \\ -pM_s \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & pLa \cdot \cos \frac{4}{3}\pi \\ -pM_s \cdot \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & pLa \cdot \cos \frac{2}{3}\pi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$+ \begin{bmatrix} -pM_s \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -pM_s \cdot \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ pLa \cdot \cos \frac{2}{3}\pi & pLa \cdot \cos \frac{4}{3}\pi \\ Ra + pLa & pLa \cdot \cos \frac{2}{3}\pi \\ pLa \cdot \cos \frac{4}{3}\pi & Ra + pLa \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$$

数式(1)を図3中の $\gamma-\delta$ 軸に投影することを考える。前述したように、 $\gamma-\delta$ 軸は、DSP回路3の持つ位置角の推定値 θ_c に対応する座標軸であり、ここでは実際の位置角 θ に対し、数式(2)だけ偏差を持つものとする。

[0 0 1 9]

*【数2】

$$\Delta\theta = \theta_c - \theta \quad (2)$$

また、3相 $\rightarrow\gamma-\delta$ 軸変換行列は図3の定義から数式(3)と数式(4)に示すように与えられる。

$$20 \quad [0 \ 0 \ 2 \ 0]$$

*【数3】

$$\begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = (1/3)^{1/2} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \cos(\theta_c + 2/3\pi) & \cos(\theta_c - 2/3\pi) \\ \sin \theta_c & \sin(\theta_c + 2/3\pi) & \sin(\theta_c - 2/3\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \quad (3)$$

【数4】

$$\begin{bmatrix} 1_\gamma \\ 1_\delta \end{bmatrix} = (1/3)^{1/2} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \cos(\theta_c + 2/3\pi) & \cos(\theta_c - 2/3\pi) \\ \sin \theta_c & \sin(\theta_c + 2/3\pi) & \sin(\theta_c - 2/3\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (4)$$

数式(3)と数式(4)より数式(1)は励磁電流を $i_f = I_f$ 一定とすることによって、数式(5)の形に書き改められる。なお、 I_f とは永久磁石と同じ磁界※

※を発生するのに必要な仮想の電磁石の電流である。

$$[0 \ 0 \ 2 \ 1]$$

【数5】

$$\begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + Lp & Ld\theta_c/dt \\ -Ld\theta_c/dt & R + Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + d\theta/dt M I_f \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし、 $L = 1/3 La$ 、 $M = (1/3)^{1/2} \cdot M_s$ 、 $R = Ra$

Ra :巻線抵抗、 La :巻線インダクタンス、 M_s :相互誘導係数

数式(5)は、実印加電圧 $V_s = [V_\gamma \ V_\delta \ V_\gamma]^T$ の $\gamma-\delta$ 軸成分を示しており、各相相電圧を数式(3)と数式(4)より座標変換して得られる値である。実際の磁極位置 θ と推定値 θ_c とが一致していれば、 $\gamma-\delta$ 軸は $d-q$ 軸と等しくなり、電流 $i_\gamma = i_d$ 、 $i_\delta = i_q$ となる。 i_d はモータトルクとなる有効電流であり、 i_q はトルクにならない無効電流である。

【0 0 2 2】本センサレス制御は、数式(5)を基に次のa~cの手順で行われる。a. 数式(5)を電圧・電流の検出値を与えて解くことで現時点でのモータ9の推定回転速度 $d\theta/dt$ を求め、さらに次のbでの補正を

40 施して $\gamma-\delta$ 軸の回転速度 $d\theta_c/dt$ を得る。b. aで得られた内部速度(DSP回路内で推定演算して求めた速度) $d\theta_c/dt$ を積分して $\gamma-\delta$ 軸の位置角 θ_c を得る。この θ_c と θ とに偏差がある場合、その影響は電圧情報に現れてくる。そこで、電圧誤差情報より推定位置と実位置との偏差を求め、 $d\theta_c/dt$ を調整することで位置誤差を零に収束させる。c. a、bにより得られた $\gamma-\delta$ 軸の位置角 θ_c に基づいて、電流指令 I_p^* を3相電流に座標変換(逆変換)し、各相の電流指令値を決定する。

50 【0 0 2 3】上記センサレス制御の具体的適用例を次に

説明する。図1、図2で示すブリッジ回路6に出力される3相電流の各相における時刻 $(n-1)$ から時刻 n までの間のアクセルの踏み込み量に応じた電流指令値 $I_p * (n-1)$ (図4(a))と磁極位置の推定値 θ_c における実際の出力電流値を比較して、実際の出力電流と電流指令値との偏差が設定値 $(di_{max}/2)$ に達しないときは、電圧印加により、実電流が指令値を超えて逆方向に大きくずれないように0電圧ベクトルを選択し、偏差が設定値を超えているときは、偏差を縮める最適電圧出力パターンを選択する。なお、時刻 n と時刻 $(n-1)$ との時間差は、例えば $200\mu s$ と短いので、この間の電流指令値 $I_p * (n-1)$ は一定値とする。このときの制御周期 T_c 間での電流のサンプリングは図4(b)に示すB~Fの6回の時刻に行う。これを発明者らは改良型瞬時値比較電流制御法と名付けたが、その概念図を図5に示す。

【0024】電流指令値が $I * \sin \omega t$ であるとする。と三角波形状の実電流 I が $I * \sin \omega t$ に近づくような出力電圧を選ぶ。このとき選択される電圧出力パターンは図6に示す通りであり、この図の出力パターンをベクトルで表すと図7に示すようになる。

【0025】なお、図4(b)において、時刻 $(n-1)$ から T_d の時間の間は制御演算およびデッドタイムによる遅れ時間であり、また、パターン変化によるノイズの影響を避けるため、実際は時刻Bからしかサンプリングができない。

【0026】また、アナログ回路による電流制御法と同様に、前記図5に示す電流瞬時値比較法の他に以下述べる三角波比較法を本実施例に適用することもできる。図8にその概念図を示す。図8(a)のアナログ回路では電流指令 $I_p *$ と実電流 i との偏差分をPI制御した上で指令電圧 e として三角波キャリア電圧と比較し、出力電圧を決定する。三角波比較法を本実施例に適用すると、指令電圧 e と三角波キャリア電圧の計算をソフトウェア的に行い、演算により図8(b)に示すように指令電圧が三角波キャリア電圧より大きい値を持つとき出力電圧をオンする方法である。

【0027】本実施例では電動車両の車輪駆動用モータのモータ駆動制御は、モータ駆動初期設定モードとモータ駆動が開始した後のモータ駆動制御モードに分けて制御を行う。そして、前者は電動車両のイグニッション(図示せず。)をオフからオンにしたときのあらかじめ得られている最新の磁極位置 θ に応じた出力電圧パターンを設定するモードであり、後者は、電動車両のイグニッションがオンした後に車両制御装置2からの運転指令に応じた電流指令値に基づいて、電圧パターンを出力しつつ、磁極の回転速度 $d\theta/dt$ および位置 θ を調整するモードである。

【0028】次に、本発明の磁極位置変動補正の考え方を説明する。その概略は次の通りである。すなわち、電

動車両のイグニッションオフの時に、外部力により前記車輪駆動用モータが回転させられると、該モータのコイルに発生する誘起電圧を測定し、その波形から磁極位置を推定し、車輪駆動用モータ出力制御手段のメモリに記憶する。但し、電気角にして $\pi/2$ 以内の位置変動ならば、指令通りの回転にならないにしても、モータ駆動可能なので、その際は磁極位置の修正はせず、イグニッションオン中の制御で磁極位置を修正する。また、イグニッションオフ中に位置変動する可能性がなければ、前記磁極位置の推定をしないで、メモリ内に磁極位置の記憶値をイグニッションオン時に用いるというものである。

【0029】さらに、より詳細に説明すると、車両制御装置2の電源がオフになったときの磁極位置は、例えばDSP回路3のメモリ中に記憶されているが、その後、何らかの原因で外力により車輪が回転すると磁極位置のメモリ中の記憶値と、実際の位置とは相違してしまう。そこで、磁極の実際の最新位置を判別するために磁極位置の外力による変動時に生ずる誘起電圧を測定する回路を用いる。本実施例の磁極位置補正の方法は、図9に示す外力により変動した磁極位置 θ およびその回転速度 $d\theta/dt$ により生ずる誘起電圧を測定して、逆に磁極位置 θ を求めるものである。

【0030】そこで、次に磁極位置 θ の求め方の説明をする。車両制御装置2の電源がオフのときに、外力等により車輪が回転して、例えば、U相において図10のような波形を持つ磁極位置の変動による誘起電圧が発生したと仮定する。例えば、車速 10 km/h でモータ回転速度は約 300 rpm あるので、誘起電圧は 10 V 程度発生する。このときの誘起電圧の最終極値を V_0 、最終電圧を V_2 とすると、この V_0 と V_2 は図11に示すように同一 \sin 曲線上にあるものと仮定することができる。すると、極値 V_2 と最終極値 V_0 の絶対値との比から磁極変動終了時の角度 θ_2 を算出できるので、磁極の変動終了位置 $\Delta\alpha$ が分かる。

【0031】なお、図12(a)において θ_2 は磁極位置変動発生時の電気角であり、 V_2 はそのときの誘起電圧である。この磁極位置補正ではU、V、W相のいずれについても行う。また、図12(b)で示すようにU、V、W相共に極値 V_0' が出ない場合は磁極の変動電気角度は $\pi/2$ 以下であるので、磁極の位置変動がなかったものとして扱ってもモータ9の逆回転等の不具合を起こすおそれはない。

【0032】次に、本実施例のモータ制御の手順を図13~図22のフローチャートで説明する。

【0033】まず、図13にメインルーチンのフローを説明する。電源オンで車両制御装置2(図1)からの運転指令を読み込み、運転指令があれば、モータ駆動の初期設定(ステップ3)およびモータ駆動制御(ステップ4)を行い、運転指令がなければ磁極位置の変動補正を行った後、電源をオフにする(ステップ5、6)。

【0034】モータ駆動初期設定モードフローチャートを図14と図15に示す。まず、イグニッションがオンされると図14のステップ110における時刻 $(n-1)$ から時刻 n までの間における電流検出のための割り込み処理に備えて、最初のB時刻のタイマ設定を行い、次いでDSP回路3中のメモリ等に記憶されている最新の磁極の位置 θ_{ck} を読み込む(ステップ102)。ここで、 k は1、2、 \dots 、 M の整数であり、 M は全モータ数に等しい。従って、以下のフローはすべてのモータ9について行う。そして、アクセルの踏み込み量に対応した電流指令 I_{p*} と車輪の回転方向 R_k のデータを読み込み、電流指令信号 $I_{p*} = \text{sgn}(R_k) I_{p*}$ を出力する(ステップ104)。なお、 $\text{sgn}(R_k)$ は車輪の前進駆動時はプラス、後退駆動時はマイナスの値を有する。

【0035】次に、図4のモータ駆動開始時である時刻 $(n-1)$ における(電流=0)3相電流 i_{ak} 、 i_{bk} 、 i_{ck} を検出し、その結果と前記ステップ102で読み込んだ磁極位置 θ_{ck} とを基に図6に示す電圧パターンのいずれを選択することが磁極位置 θ_{ck} に最も適切であるかの判断をする(ステップ106)。これを改良型電流瞬時値比較ということは前記した。ステップ106の結果に基づいて最適電圧パターンを出力する。そして、このとき電動車両のバッテリー7の出力電圧の経時変化を考慮して、その直流電圧 V_{dc} (図2、図3)を検出し、このバッテリー電圧 V_{dc} を基準として実印加電圧 V_{uk} 、 V_{vk} 、 V_{wk} を演算する(ステップ109)。この実印加電圧の演算結果は割り込みを行うB、C、D、E、F時刻の $\gamma-\delta$ 軸の2相電圧の演算(ステップ113)に用いる。

【0036】次いで、電流検出周期(ΔT)でB~F時刻が来る度に時刻 n から時刻 $(n+1)$ までのモータ駆動制御モードに必要なデータを取るための割り込み処理を行う(ステップ110)。すなわち、図4(b)の示すB、C、E、F時刻毎に3相電流 i_{ak} 、 i_{bk} 、 i_{ck} を検出し、 T_c 時間が経過したら(=時刻 n になると)、次のモータ駆動制御モード(ステップ4)に移る。B~F時刻毎に測定した電流値は図16~図17の*

$$d\theta_{ck}/dt = d\theta_k/dt - \alpha \times \Delta V_{rk} \times \text{sgn}\{d\theta_k/dt\} \quad (6)$$

ただし、 α は零以上の定数であり、 $\text{sgn}\{X\}$ は $X > 0$ で1、 $X < 0$ で-1を表す。

【0038】次にステップ108と109と同様にバッテリー直流電圧 V_{dc} と実印加電圧 V_{uk} 、 V_{vk} 、 V_{wk} を演算して、次の時刻 $n \sim (n+1)$ 間の2相電流、電圧を演算するためステップ319~322でのデータとする。

【0039】そして、ステップ314で求めた磁極の速度 $d\theta_{ck}/dt$ を積分して磁極位置 θ_{ck} を推定し、メモリにこの値を記憶させる(ステップ317、318)。次にステップ106、306での電流瞬時値比較

*ステップ308~314での演算に用いる。各割り込み処理は3相検出電流を $\gamma-\delta$ 軸上の2相電流 i_{rk} 、 i_{sk} に変換する演算を行い、また、ステップ109で算出した実印加電圧より $\gamma-\delta$ 軸上の2相電圧 V_{rk} 、 V_{sk} を演算する。2相電流、2相電圧を演算するときの磁極の実位置はステップ102でメモリから読み込んだ θ_{ck} にあるものと仮定している。

【0037】次に図16~図18に示す時刻 n から時刻 $(n+1)$ までのモータ駆動制御モードのフローチャートを示す。ここでも、まず時刻 $(n+1) \sim (n+2)$ 間の電流検出のためにB時刻のタイマを設定し、時刻 n からのモータ駆動制御に入る。車両制御装置2から車両運転指令信号を読み込み、車両の運転指令がオフだと誘起電圧測定回路10を用いるステップ5の磁極位置変動補正を行う。前記運転指令がオンだと、アクセル踏み込み量に対応した電流指令 I_{p*} と回転方向 R_k を読み込み、電流指令 $I_{p*} = \text{sgn}(R_k) \cdot I_{p*}$ を出力する。そして、この電流指令 I_{p*} とステップ111で検出した3相電流値をF時刻の電流と比較して、電流瞬時値比較を行い、最適パターンを出力する(ステップ307)。そして、ステップ112、113で演算したB、D、F点の2相電流、電圧に基づきD点を基準とし、B、F点からの変化率を求め、磁極が θ_{ck} 位置にあると仮定して、D点における $\gamma-\delta$ 軸上の推定速度 $d\theta_k/dt$ を演算する。またD点の前記推定速度 $d\theta_k/dt$ とB、D、F点の2相電流、2相電圧より磁極の実位置が θ_{ck} に等しくない場合に生じる電圧偏差(誘起電圧) ΔV_{rk} を演算する(ステップ309)。次いで、時刻 n での3相電流 i_{ak} 、 i_{bk} 、 i_{ck} を検出する。そして、この検出値を2相変換し、この値とC、E点の2相電流、電圧より磁極の実位置が θ_{ck} にあると仮定して、E点の推定速度 $d\theta_k/dt$ を演算する。また、E点の前記推定速度 $d\theta_k/dt$ とC、E点の2相電流、電圧より磁極の実位置が θ_{ck} に等しくない場合に生じるE点の電圧偏差 ΔV_{rk} を演算する(ステップ313)。こうして、D、E点における $d\theta_k/dt$ と ΔV_{rk} より磁極回転速度 $d\theta_{ck}/dt$ を次の数式(6)により微調整する(ステップ314)。

のフローチャートを図19に示す。

【0040】まず、後述の電流差の判定基準 $d i_{...}/2$ の誘起電圧による影響を補正するために電流指令 I_{p*} の誘導電圧補償と同じく $d i_{...}/2$ の抵抗降下による影響を補正するために抵抗降下補正を行う。そして、磁極位置が θ_{ck} にあると仮定して電流指令 $i_{rk} = 0$ ($\gamma-\delta$ 軸と $d-q$ 軸が一致している場合は、トルクに無関係の無効電流として、理想的に $i_r = i_s = 0$ と考える。)、 $i_{sk} = I_{p*}$ を3相上の電流指令 i_{ak} 、 i_{bk} 、 i_{ck} に変換する演算を行う。各相における実電流(ステップ105とステップ110で検出した時刻

($n-1$)～時刻 n の間の F 時刻で検出した実電流値を用いる。)と指令電流との電流差を演算する。そして、電圧を印加することにより、実電流が指令電流を超えて逆方向に大きくはずれることのないようにするために、上記電流差が最大となる相を求め、その相の電流差が $d1_{max}/2$ を超えないときは図6の(000)、もしくは(111)を選択して電圧を出力させないで、惰性で磁極を回転させておく(ステップ408)。また、 $d1_{max}/2$ を越えると図6の電圧出力パターンのうち、電流差を縮める方向に働く出力パターンを選択する(ステップ407)。なお、ここで $d1_{max}/2$ は電流制御周期 T_c 時間に電圧を印加されることによって、増加する電流量の最大値の $1/2$ を表す。

【0041】次にステップ5の磁極位置変動補正のフローチャートを図20と図21に示す。イグニッションオフ中に誘起電圧測定回路10が誘起電圧を検出すると、DSP回路3の電源が誘起電圧測定回路によりオンにされ、車両に運転指令が出力されないときは、DSP回路3のメモリ等に記憶されている最新の磁極位置データ θ_{ck} を読み込む。そして、一つのモータ9について、後述する誘起電圧測定回路10のメモリから3相の電圧データを読み込む。この場合、イグニッションオフの後に外力等で車輪が回転していると、各相において図10に示すように、電圧の極大値、極小値が生じている。この極値がある場合には、その最終の極値をステップ507での η の計算のために選択する(ステップ504)。そして、極値を持つ相が一つ以上あれば、その一つの相を選択し、 $\eta = \text{最終の電圧データ}(V_k) / |\text{最終の電圧極値}(V_0)|$ を演算し(ステップ507)、図11で説明したように変動終了位置 $\Delta\alpha$ を演算する。そして、ステップ506で選択した相に応じてステップ510～512の磁極の推定位置の演算を行う。こうして極値をもっているすべての相について磁極の推定位置の演算を行い、その平均値を最新の磁極位置 θ_{ck} として、例えばDSP回路3のメモリ中に記憶させておく。

【0042】なお、図22には誘起電圧測定回路10の電圧測定値のメモリとして、DSP回路3のメモリを利用するフローチャートを示す。いずれかの相に誘起電圧が発生するとDSP回路3の電源がオフであれば、オンとして、各相の電圧測定値をDSP回路3のメモリに書き込む。当然のことであるが誘起電圧測定回路10中にメモリがあればそれを利用して良い。

【0043】また、図23は3相電圧は磁極の位置の変化が電気角にして $\pi/2$ 以上の幅であれば3相のうち1相はその幅内の誘起電圧波形に極値が現れることを示している。従って、磁極の位置変動のほとんどの場合はその誘起電圧変化の範囲内に極値があることが分かる。

【0044】前述したように、本実施例によると磁極位置検出器を用いなくて磁極の回転による誘起電圧を測定することで、車輪駆動用モータ9の磁極位置の推定と速

度推定を行う。すなわち、始動時のモータ9の磁極位置が分かっているならば、電動車両のイグニッションがオンになるとDSP回路3を用いて回転中のモータ9の磁極位置が推定できる。また、電動車両のイグニッションオフの時に、外部力によりモータ9を回したときにコイルに発生する誘起電圧を測定し、その波形から磁極位置を推定し、DSP回路3のメモリに記憶する。但し、電気角にして $\pi/2$ 以内の位置変動ならば、指令通りの回転にならないにしても、モータ駆動可能なので、その際は位置修正せず、イグニッションオン中の制御で磁極位置を修正する。また、イグニッションオフ中に位置変動する可能性がなければ、特に推定する必要はなく、メモリ内に磁極位置を記憶しておくだけでよい。

【0045】以上述べたことをまとめると次の通りとなる。

- 電動車両のイグニッションオン時の磁極位置推定 DSP回路3のメモリ内より正しい磁極位置を読み取ることによって可能となる。
- 電動車両のイグニッションオン中の磁極位置推定 走行中、停車中にかかわらずソフトウェア的に行うが、その方法は仮定した位置が実位置と異なる場合に生じるはずの電圧偏差を、時々刻々の電圧・電流値から演算し、その電圧偏差が0になる方向に推定値を変更していくことで行う。
- 電動車両のイグニッションオフ中の磁極位置推定 イグニッションオフ中に磁極位置が変動する場合は次のような場合である。例えば、人間の腕力等の外力で電動車両が移動させられたとき、坂道で駐車時、サイドブレーキを引く前にイグニッションがオフしたため、電動車両が動いてしまったとき、または、坂道で発進時イグニッションオンする前にサイドブレーキを緩めたため電動車両が動いてしまったとき、あるいは、走行中にイグニッションオフして惰行したときである。

【0046】このような場合、イグニッションオフ中の磁極位置の変動を誘起電圧から推定し、磁極位置のデータを補正をする。ただし、本発明は上記実施例に限定されず、磁極位置のセンサレス制御の方法として、次の二通りの方法がある。

【0047】(A) 車両始動時の磁極位置を推定する方法

例えば、①イグニッションオフ時になんらかの原因で、磁極位置がDSP回路3の最新の記憶位置とは異なっている、始動時に一輪のみ磁極位置の不明のまま微小時間、微小距離駆動を開始させ、残りの車輪の誘起電圧を測定して、磁極位置データの補正をする方法、②始動時に誘起電圧波形から磁極位置を推定して、誘起電圧測定回路10を用いた磁極位置の補正をせずにセンサレス制御を行う方法、③クラッチにより車輪とモータ9の接続を切り、モータ9を空転させて磁極位置をDSP回路3を用いて推定する方法、④磁極位置センサを用いて始動

13

時のみ磁極の位置を推定する方法等が適用できる。

【0048】(B)車両始動時の磁極位置を推定しない方法

例えば①電動車両の停車中にモータ9をメカニカルにロックし、位置の変動を無くす方法等が適用できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例の制御ブロック図である。

【図2】本発明の実施例のモータ制御部の構成図である。

【図3】前記実施例のブラシレスDCモータの解析モデルを示す図である。

【図4】前記実施例の電流検出のサンプリングの定義を示す図である。

【図5】前記実施例の改良型瞬時値比較電流制御法の概念図である。

【図6】

前記実施例の電圧出力パターンを示す図である。

【図7】図6で示す電圧出力パターンの電圧ベクトル図である。

【図8】前記実施例の三角波を用いる改良型瞬時値比較電流制御法の概念図である。

【図9】前記実施例の磁極の位置と速度を示す概念図である。

【図10】前記実施例の誘起電圧波形の例である。

【図11】前記実施例の誘起電圧による磁極位置補正の原理図である。

【図12】図11の詳細図である。

【図13】前記実施例のモータ制御のメインフローチャートである。

【図14】前記実施例のモータ駆動初期設定のサブルーチン

14

チンのフローチャートである。

【図15】前記実施例のモータ駆動初期設定のサブルーチンのフローチャートである。

【図16】前記実施例のモータ駆動制御のサブルーチンのフローチャートである。

【図17】前記実施例のモータ駆動制御のサブルーチンのフローチャートである。

【図18】前記実施例のモータ駆動制御のサブルーチンのフローチャートである。

【図19】前記実施例の電流瞬時値比較のサブルーチンのフローチャートである。

【図20】前記実施例の磁極位置変動補正のサブルーチンのフローチャートである。

【図21】前記実施例の磁極位置変動補正のサブルーチンのフローチャートである。

【図22】前記実施例の誘起電圧測定回路のフローチャートである。

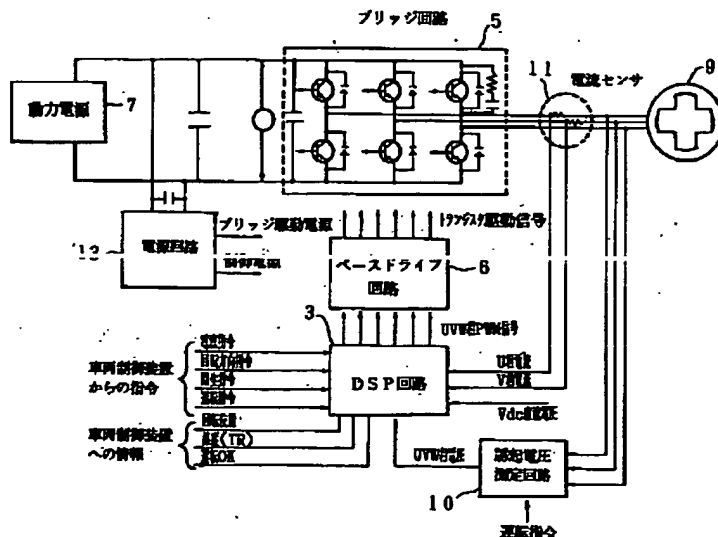
【図23】前記実施例の各相の誘起電圧を示す図である。

【図24】従来例のモータ制御部の構成図である。

【符号の説明】

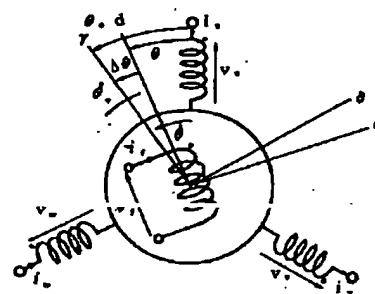
- 1 モータ制御回路
- 2 車両制御装置
- 3 DSP回路
- 5 ベースドライブ回路
- 6 ブリッジ回路
- 7 動力電源
- 9 ブラシレスDCモータ
- 10 誘起電圧測定回路

【図2】

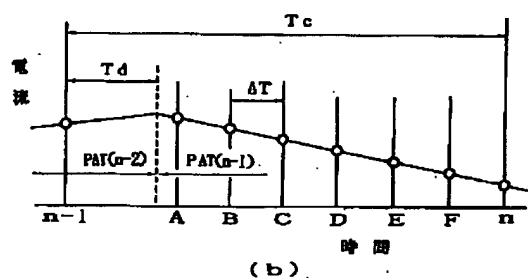
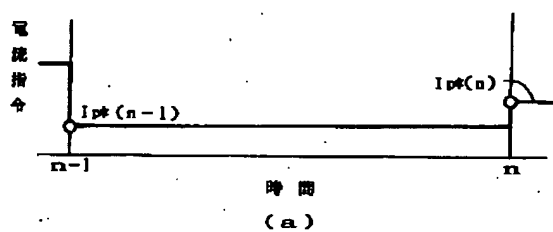


【図3】

7-θ軸の定義



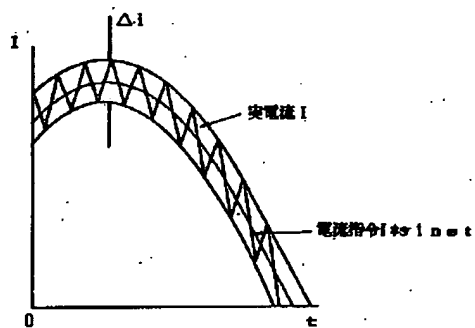
【図 4】



Tc: 制御周期
Td: 制御演算及びデッドタイムによる遅れ時間
 ΔT : 電流検出周期

電流検出のサンプリングの定義

【図 6】



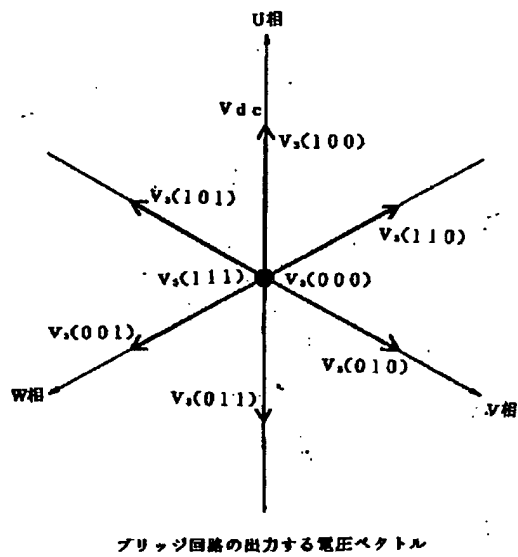
一、二、三、四、五、六、七、八、九、十

出力パターン	V_u	V_v	V_w
(000)	0	0	0
(001)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
(010)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
(011)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
(100)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
(101)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
(110)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
(111)	0	0	0

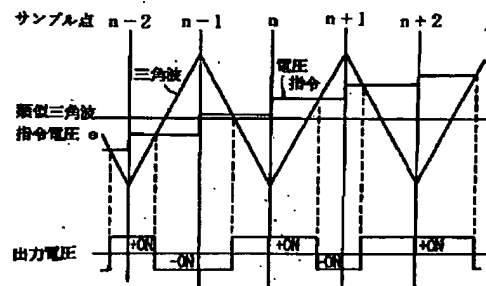
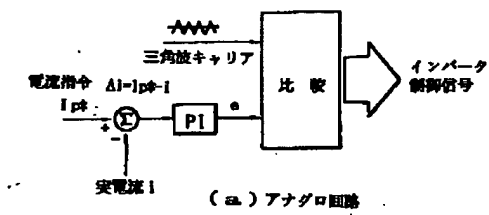
出力パターンと各相の電圧

注) 中性点Nを基準とした各相の電圧

【図7】

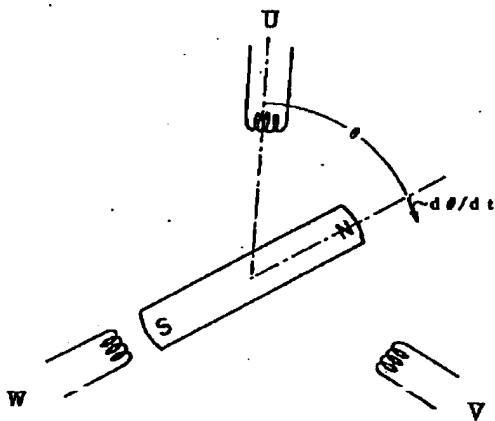


【図8】

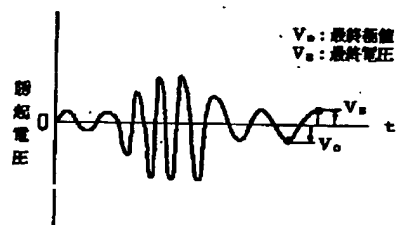


三角波比較法の概念

【図9】

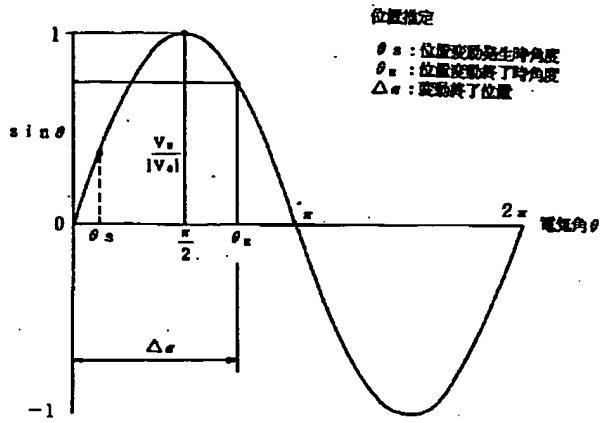


【図10】



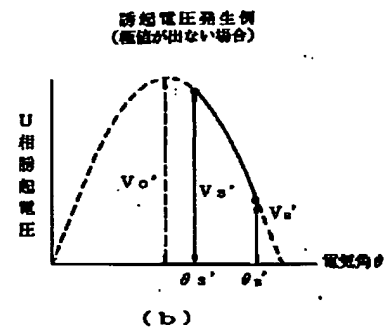
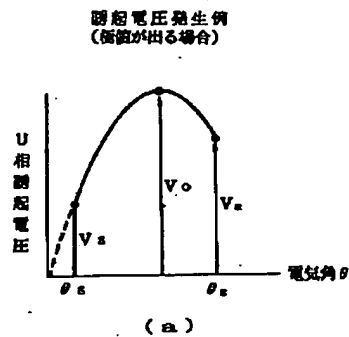
瞬起電圧波形例

【図11】



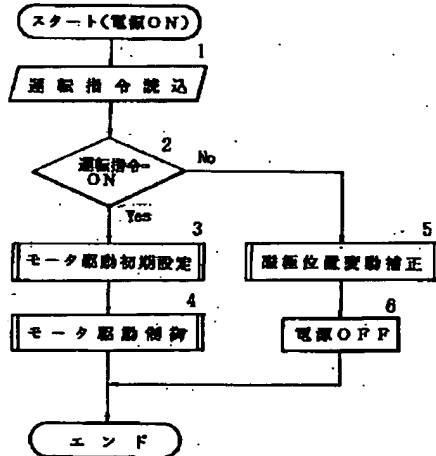
誘起電圧による磁極位置補正原理

【図12】

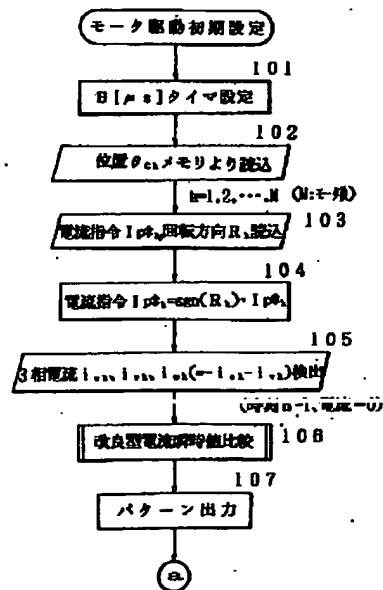


【図13】

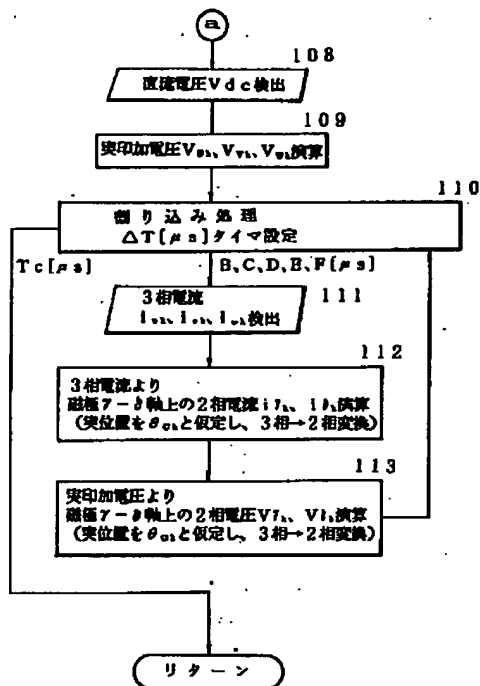
図 13.



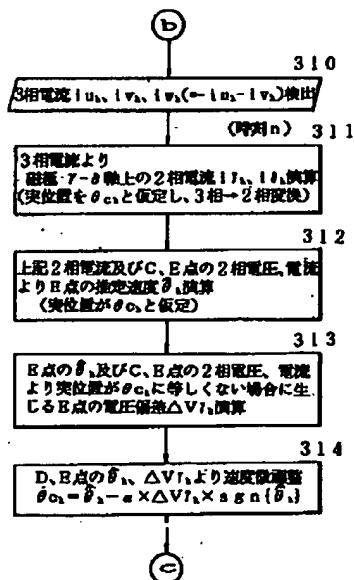
【図14】



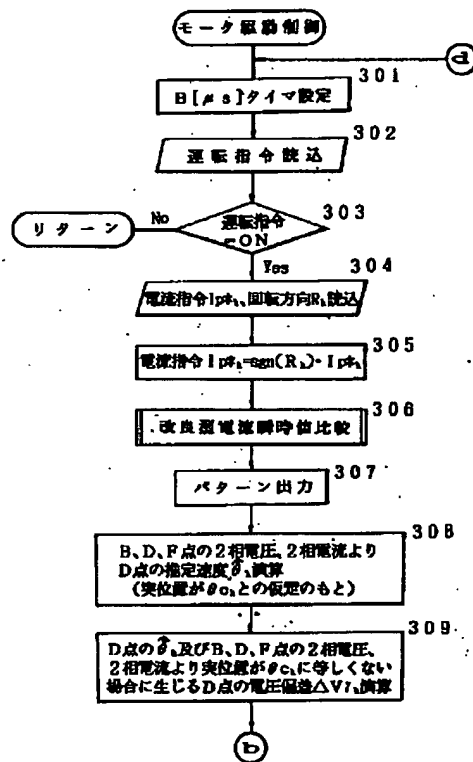
【図15】



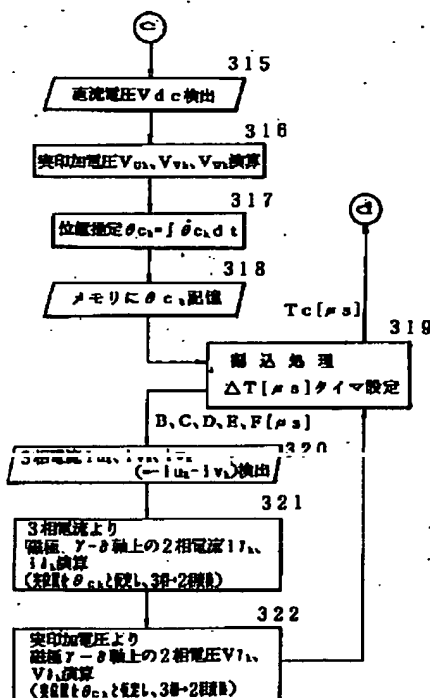
【図17】



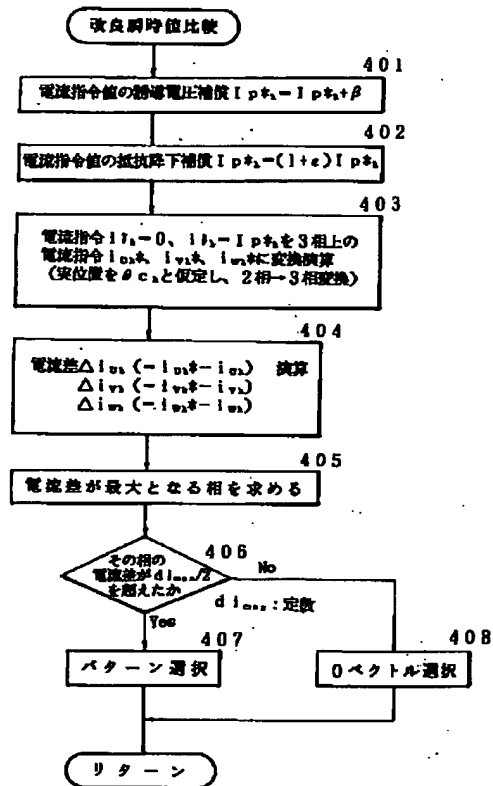
【図16】



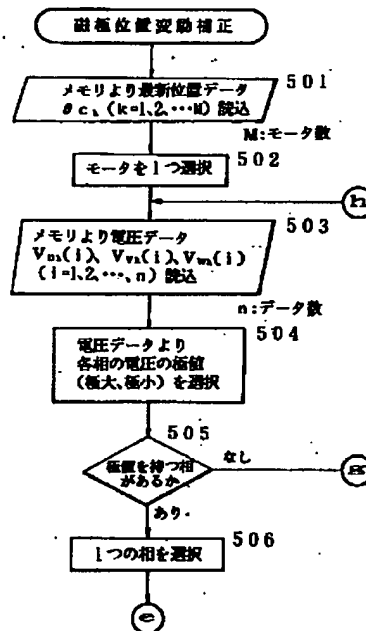
【図18】



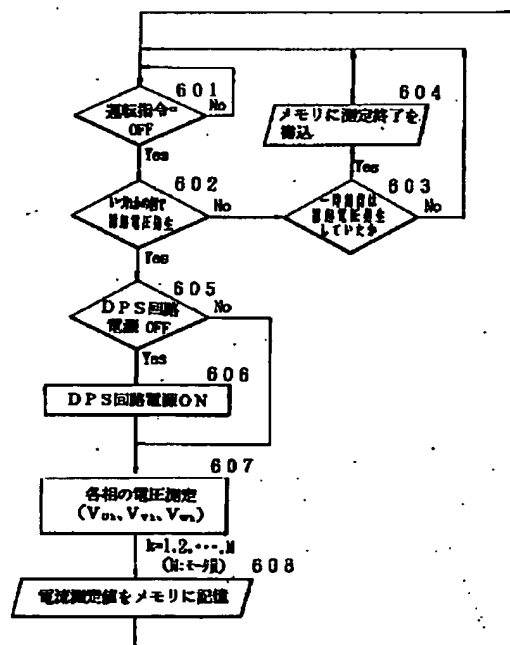
【図19】



【図20】

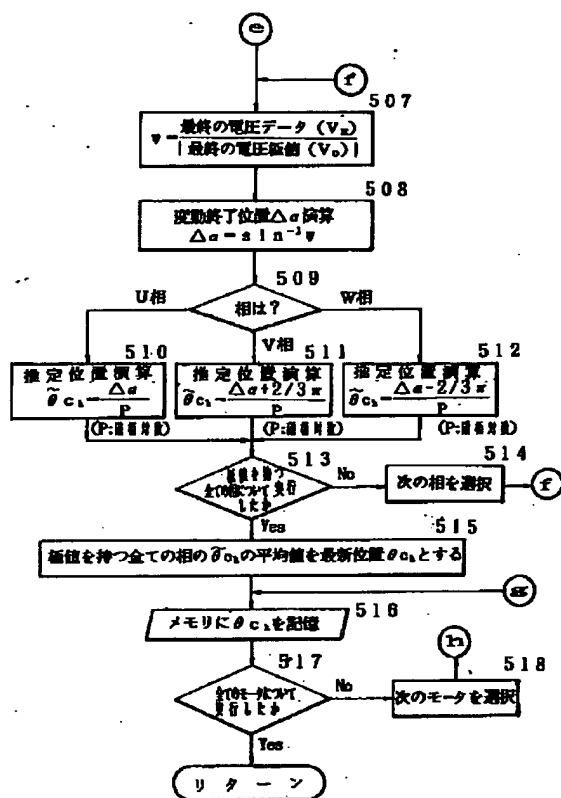


【図22】



弱電圧測定回路のフローチャート

【図21】



【図23】

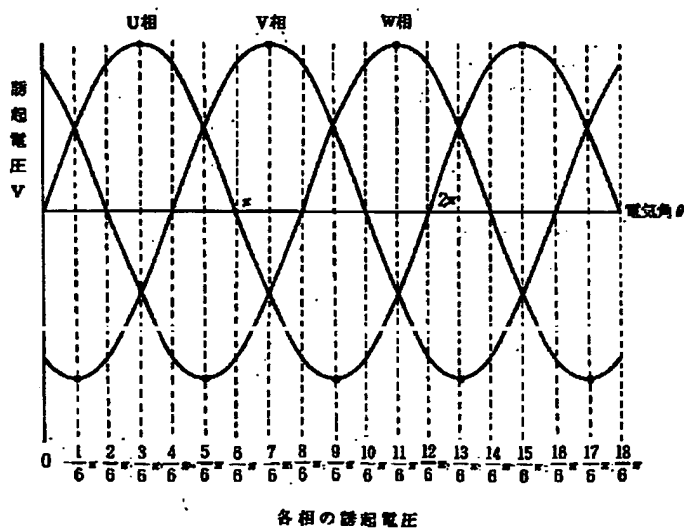


Figure 1 is a block diagram of a motor drive circuit. The circuit includes a power source (21) connected to a motor (22) through a motor drive circuit (23). The motor drive circuit (23) contains a bridge circuit (232) with six transistors (TR1, TR2, TR3, TR4, TR5, TR6) and a base drive circuit (231). A control circuit (230) receives motor position commands and outputs control signals to the base drive circuit. A feedback circuit (241) receives a feedback signal from the motor and outputs a feedback signal to the control circuit. A feedback circuit (242) receives a feedback signal from the motor and outputs a feedback signal to the control circuit. The control circuit (230) also outputs a feedback signal to the feedback circuit (241).

(72)発明者 岩見 隆広
愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシ
ン・エイ・ダブリュ株式会社内